

COUPLEURS BRANCHLINE TEM ET QUASI-TEM A LIGNES COAXIALES CLASSIQUES

Djamal LACHACHI[1], Nadia BENABDALLAH[2] et Nasreddine BENAHMED[1]

[1]Département de Génie Electrique et Electronique, Université de Tlemcen
N_Benahmed@yahoo.fr
[2]Département de Physique, Ecole Préparatoire des Sciences et Techniques de Tlemcen
N_Benabdallah@yahoo.fr

Abstract

In this article a novel type of Branchline coupler convenient for high power applications and for high power measurement systems is presented, analyzed and designed.

Our novel type of Branchline coupler is realized with traditional coaxial TEM and quasi-TEM lines and does not have any geometrical discontinuities.

For instance, this coupler was designed to operate at 450 MHz. The insertion loss of the coupler S_{31} and direct S_{21} paths is better than −3.73 dB over the 14.3 % bandwidth from 100 to 800 MHz. Return loss S_{11} and isolation S_{41} are better than −14.14 dB over this bandwidth.

To reach this objective and these results, it was necessary to determine numerically the electromagnetic parameters of the TEM and quasi-TEM coaxial lines. Also we developed a set of accurate closed-form formulas for the electromagnetic parameters of quasi-TEM coaxial lines.

Our analytical expressions, deduced from rigorous analysis by the finite element method and curves fitting techniques, can be easily implemented in CAD simulation tools, to design others circuits (couplers, filters…) operating at different frequencies and using the quasi-TEM coaxial line.

Our results obtained for two TEM and quasi-TEM Branchline couplers were validated by our simulations done under MATPAR and CST environments.

Keywords : *Quasi-TEM Branchline coupler / inhomogeneous coaxial ligne / electromagnetic parameters / developped expressions / scattering parameters [S] / finite element method.*

Résumé

Dans cet article, un nouveau type de coupleur Branchline destiné pour des applications dans le domaine des télécommunications hautes puissances et de mesure radiofréquence (RF) est présenté, analysé et conçu.

Notre nouveau type de coupleur Branchline est réalisé à base de tronçons de lignes coaxiales classiques TEM et quasi-TEM et ne présente pas de discontinuités géométriques.

Ce coupleur a été conçu pour fonctionner par exemple à 450 MHz et ses réponses couplée S_{31} et directe S_{21} sont meilleures que -3.73 dB dans une bande de fréquence s'étalant de 400 à 500 MHz, ce qui limite la bande passante à environ 14.3%. Les pertes de réflexion S_{11} et d'isolation S_{41} sont meilleurs que -14.14 dB dans cette même bande passante.

Pour atteindre cet objectif et ces résultats, il fallait déterminer les paramètres électromagnétiques de la ligne coaxiale homogène et inhomogène par voie numérique (méthode des éléments finis) à partir de l'énergie électrique moyenne en résolvant l'équation de Laplace. Ce qui nous a permit de développer des expressions analytiques rigoureuses pour l'ensemble des paramètres EM de la ligne coaxiale inhomogène.

Nos expressions développées peuvent être utilisées pour concevoir d'autres coupleurs Branchline fonctionnant à d'autres fréquences RF en calculant correctement la longueur des tronçons de lignes coaxiales qui les forment. En outre elles peuvent être utilisées pour concevoir d'autres circuits radiofréquences ou microondes (filtres à saut d'impédances, filtres ULB,…) utilisant la ligne coaxiale classique quasi-TEM.

Nos résultats de conceptions ont été validés par nos simulation des réponses fréquentielles de deux coupleurs TEM et quasi-TEM obtenues sous les environnements MATPAR et CST.

Mots clés : *Coupleur Branchline quasi-TEM / ligne coaxiale inhomogène / paramètres électromagnétiques / expressions développées / matrice [S] / méthode des éléments finis.*

1. INTRODUCTION

La théorie des lignes de transmission monofilaire, nous permet de déterminer certaines grandeurs électromagnétiques (EM) de la ligne coaxiale classique (Fig. 1), à savoir : l'impédance caractéristique Z_c, la permittivité effective ε_{eff} et la valeur capacitive C et inductive L, et ceci à partir de la distribution du potentiel scalaire V à l'intérieur du substrat diélectrique [1-2]. Il nous reste qu'à l'appliquer au cas de la ligne coaxiale homogène (TEM) et inhomogène (quasi-TEM).

De tels types de lignes TEM et quasi-TEM sont présentées sur la figure 1.

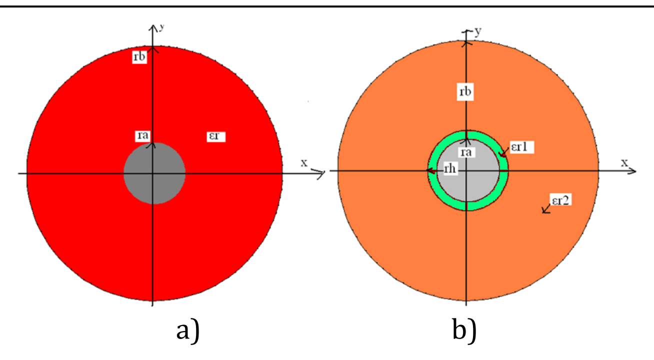


Figure 1 : Sections transversales de la ligne coaxiale homogène en a) et inhomogène en b).

Le potentiel à l'intérieur d'une ligne coaxiale homogène est régi par l'équation suivante :

$$V(r) = \frac{Log\left(\frac{r}{r_b}\right)}{Log\left(\frac{r_a}{r_b}\right)} \qquad (1)$$

Il en résulte que le champ électrique est réduit à sa composante radiale et le champ magnétique à sa composante angulaire.

$$Er = \frac{V_1 - V_2}{Log\left(\frac{r_b}{r_a}\right)} \; \frac{1}{r} \exp(-j\beta\, z) \qquad (2)$$

$$Er = \eta \; H_\theta \qquad (3)$$

Certains résultats analytiques concernant cette ligne sont déjà établis comme suit :

La tension entre les deux conducteurs est :

$$V = (V_1 - V_2)\exp(-j\beta z) \qquad (4)$$

D'où immédiatement l'impédance caractéristique Z_c :

$$Z_c = \frac{V}{I} = \frac{\eta_0}{\sqrt{\varepsilon r}} Log\left(\frac{r_b}{r_a}\right)(\Omega) \qquad (5)$$

Enfin, la capacité et la self linéique sont données par :

$$C = \frac{2\pi\,\varepsilon}{Log\left(\frac{r_b}{r_a}\right)}(F/m) \qquad (6)$$

$$L = \frac{\mu}{2\pi} Log\left(\frac{r_b}{r_a}\right) \; (H/m) \tag{7}$$

En pratique $\mu=\mu_0$, il vient alors en unités Giorgi :

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \, Log\left(\frac{r_b}{r_a}\right) \; (\Omega) \tag{8}$$

$$C = \frac{10^{-9}\, \varepsilon_r}{18 Log\left(\frac{r_b}{r_a}\right)} \; (F/m) \tag{9}$$

$$L = 0.210^{-6} \, Log\left(\frac{r_b}{r_a}\right) \; (H/m) \tag{10}$$

Pour la ligne coaxiale inhomogène, nous ne possédons pour ses paramètres EM d'aucune expression analytique exacte ou même approchées dans la littérature scientifique. Par conséquent l'utilisation de méthode numérique, telle que la méthode des éléments finis (MEF), s'impose pour résoudre ce problème de caractérisation électromagnétique.

Dans ce qui suit nous nous proposons de calculer les paramètres EM de la ligne coaxiale homogène et inhomogène en fonction de ses caractéristiques géométriques et physiques. Tout le problème revient à résoudre l'équation de Laplace $div(\varepsilon_r \, gr\vec{a}d_t \, V) = 0$ avec des conditions aux limites fixées [3, 4]. Le calcul du potentiel scalaire V repose sur une résolution numérique par la méthode des éléments finis sous l'environnement FreeFEM4 [5].

2. PARAMETRES ELECTROMAGNETIQUES

La théorie des lignes sans pertes nous permet de déterminer le champ électrique $\vec{E}$ et le champ magnétique $\vec{H}$ à partir du potentiel V.

L'énergie électrique moyenne W_{em} emmagasinée dans la structure d'étude et le courant I se calculent à partir du champ électrique $\vec{E}$ et toutes les constantes primaires et secondaires de la ligne coaxiale se calculent aisément de l'énergie électrique moyenne W_{em} et à partir du courant I.

Par conséquent il est impératif que le calcul du potentiel V doit se faire avec une grande précision.

2.1 Détermination du champ électrique

On peut déduire du potentiel scalaire V, le champ électrique par simple dérivation sachant que :

$$\vec{E} = -\vec{grad}\,(V) \tag{11}$$

2.2 Energie électrique moyenne

La structure emmagasine une énergie électrique moyenne qu'on peut déduire du champ électrique comme suit :

$$\overline{W}_{em} = \frac{1}{4}\iint \varepsilon_0 \varepsilon_r . \vec{E}_t . \vec{E}_t^{*} dxdy. \tag{12}$$

2.3 Capacité linéique

Elle est déduite directement de l'énergie électrique moyenne. Soit :

$$C = \frac{4\overline{W}_{em}}{(V_1 - V_2)^2} \quad \text{en (F/m)} \tag{13}$$

Où V_1 et V_2 sont les conditions d'excitation de la ligne.

2.4 Impédance caractéristique

Elle est calculée à partir de la relation suivante :

$$Z_c = \frac{1}{v_\varphi C} \quad en\ (\Omega) \tag{14}$$

où $v_\varphi = \frac{3.10^8}{\sqrt{\varepsilon_r}}\ en\ (m/s)$ pour un milieu homogène.

Pour le cas inhomogène, $v_\varphi = \frac{3.10^8}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}\ en\,(m/s)$, où ε_{eff} est la permittivité effective de la ligne calculée à partir du rapport de l'énergie électrique moyenne emmagasinée dans la ligne inhomogène sur l'énergie électrique moyenne emmagasinée dans la même ligne mais vide (diélectriques remplacés par l'air), c'est-à-dire en utilisant l'équation suivante :

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\frac{1}{4}\iint \varepsilon_0 \varepsilon_r \vec{E}_t . \vec{E}_t^{\,*} dxdy}{\frac{1}{4}\iint \varepsilon_0 \vec{E}_{t0} . \vec{E}_{t0}^{\,*} dxdy} \tag{15}$$

2.5 Inductance linéique

Elle se déduit de l'impédance caractéristique Z_c et de la capacité linéique C comme suit :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \Rightarrow L = Z_c^2 C \quad en\ (H/m) \tag{16}$$

Sur la base de cette théorie, nous avons établi deux programmes en utilisant le jeu d'instructions du logiciel FreeFEM4. Ces deux programmes permettent la caractérisation EM de lignes coaxiales homogènes et inhomogènes (Figure 2).

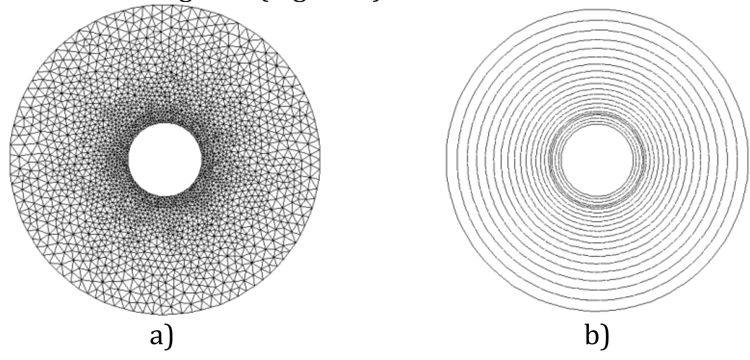


Figure 2 : Maillage en éléments finis de la section transversale en a) et distribution du potentiel scalaire après résolution de l'équation de Laplace en b) de la ligne coaxiale quasi-TEM.

3. RESULTATS DE CARACTERISATION NUMERIQUES ET VALIDATION

En premier lieu, nous avons appliqué par exemple notre programme pour une ligne coaxiale homogène dont les caractéristiques géométriques et physiques sont :

- Rayon du conducteur central : r_a = 0.45 mm ;
- Permittivité relative : ε_r = 2.95

Nous avons trouvé les résultats présentés dans le tableau I. A partir de ce tableau, il apparaît clairement un très bon accord entre nos résultats obtenus par la MEF et ceux calculés analytiquement (théoriques). Ici l'erreur relative est inférieure à 0.4% pour tous les paramètres EM de la ligne homogène.

Tableau 1 : Résultats de caractérisation d'une ligne coaxiale homogène

Paramètres EM	**Résultats numériques (MEF)**	**Résultats analytiques (théoriques)**	**Erreur relative en (%)**
Pour r_b/r_a=2.7508			
Impédance caractéristique (Ω)	35.4	35.35	0.141

Paramètres EM	Résultats numériques (MEF)	Résultats analytiques (théoriques)	Erreur relative en (%)
Pour r_b/r_a=2.7508			
Inductance linéique (nH/m)	202.665	202.12	0.268
Capacité linéique (pF/m)	161.73	161.11	0.383
Pour r_b/r_a=4.184			
Impédance caractéristique (Ω)	50.07	50	0.140
Inductance linéique en (nH/m)	286.68	285.93	0.261
Capacité linéique (pF/m)	114.33	114.009	0.280

En second lieu, nous nous sommes intéressés à la caractérisation de lignes coaxiales inhomogènes. Ce cas présente un grand intérêt pratique car la donnée du rayon de l'interface diélectrique-diélectrique r_h précise l'encombrement du câble coaxial.

Tout d'abord, nous avons fait une recherche numérique (recherche du rapport r_h/r_a) d'une ligne d'impédance 35.35 Ω pour : r_a=0.45 mm, r_b/r_a=4.184, ε_{r1}=2.95 et ε_{r2}=7.24. Cette valeur de l'impédance caractéristique nous l'avons obtenue pour r_h/r_a=1.25, qui lui correspond ε_{eff}=5.9, L=286.64 nH/m et C=229.3 pF/m.

Pour ce rapport r_h/r_a de 1.25, l'impédance caractéristique de la même ligne inhomogène caractérisée sous l'environnement CST [6] (Fig. 3) est trouvée égale à 35.25 Ω ce qui prouve que notre programme en éléments finis du cas inhomogène est correctement réalisé.

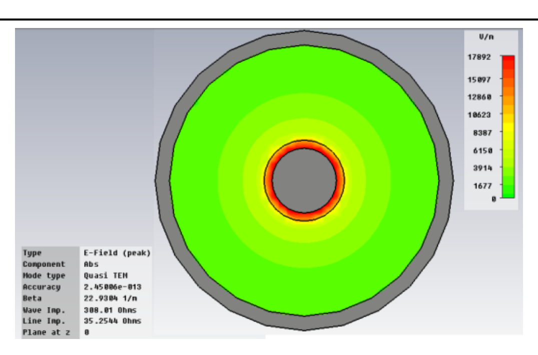


Figure 3 : Caractérisation EM d'une ligne coaxiale inhomogène sous l'environnement CST.

Ensuite, nous avons étudié la dépendance entre le rapport r_h/r_a (pour r_b/r_a=4.184, ε_{r1}=2.95 et ε_{r2}=7.24) et les paramètres EM de la ligne coaxiale inhomogène. Cette dépendance est montrée sur les graphes des figures 4 à 6.

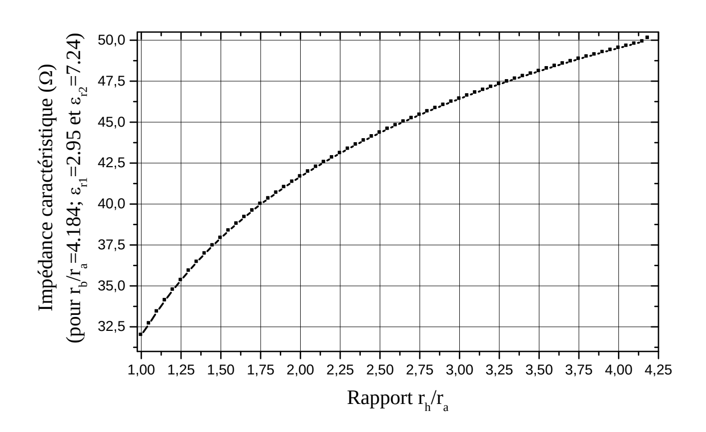


Figure 4 : Impédance caractéristique en fonction du rapport (r_h/r_a).

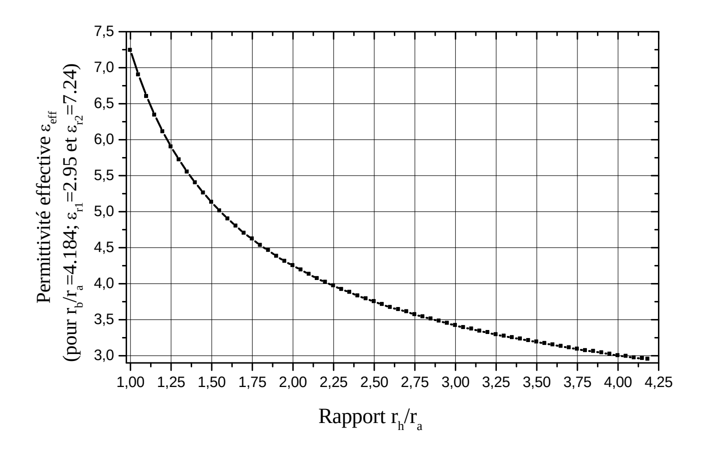


Figure 5 : Permittivité effective en fonction du rapport (r_h/r_a).

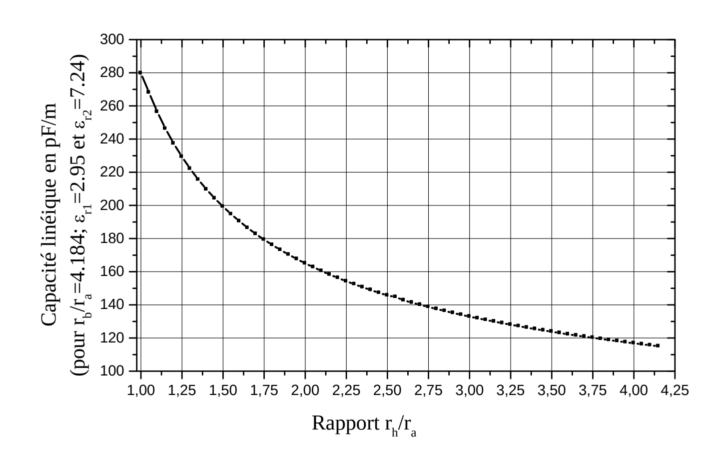


Figure 6 : Capacité linéique en fonction du rapport (r_h/r_a).

La figure 4 montre que plus le rapport r_h/r_a augmente plus l'impédance caractéristique de la ligne coaxiale augmente. Par contre la permittivité effective et la capacité linéique sont inversement proportionnelles au rapport r_h/r_a d'après les graphes des figures 5 et 6.

4. MODELES ANALYTIQUES DEVELOPPES

En utilisant une technique de lissage de nos résultats numériques obtenus par la MEF des figures précédentes, nous avons pu développer des expressions analytiques rigoureuses pour l'ensemble des paramètres caractéristiques de la ligne coaxiale inhomogène. Ces expressions se présentent comme suit.

4.1 Impédance caractéristique

L'impédance caractéristique (Z_c) de la ligne coaxiale inhomogène est exprimée par la relation suivante :

$$Z_c = Z_0 + Ae^{\left(-\frac{3(r-1)}{5}\right)} \quad (\Omega) \tag{17}$$

Avec : Z_0=52.804 ; A=-20.31 ; $r=r_h/r_a$. Ce qui donne :

$$r = 1 - \frac{5}{3} Log\left(\frac{Z_c - Z_0}{A}\right) \tag{18}$$

4.2 Permittivité effective et capacité linéique

La permittivité effective et la capacité linéique de la ligne coaxiale inhomogène sont données respectivement par les relations (19) et (20).

$$\varepsilon_{eff} = \varepsilon_c + A_1 e^{\left(-\frac{(r-1)}{0.363}\right)} + A_2 e^{\left(-\frac{(r-1)}{1.87}\right)} \tag{19}$$

Avec : ε_c=2.417 ; A_1=1.89 ; A_2=2.915 ; $r=r_h/r_a$

$$C = C_0 + A_1 e^{\left(-\frac{(r-1)}{0.376}\right)} + A_2 e^{\left(-\frac{(r-1)}{1.93}\right)} \quad \left(\frac{pF}{m}\right) \tag{20}$$

Avec : C_0=92.96; A_1=74.71; A_2=111.86; $r=r_h/r_a$

Les erreurs relatives entre nos résultats numériques et ceux obtenus après lissage telles qu'elles sont montrées sur le tableau II ne dépassent pas 0.2% pour r_h/r_a=1.25. Ceci montre clairement la précision de nos expressions analytiques proposées pour la ligne coaxiale inhomogène.

Cette première partie de cet article consistait à déterminer les paramètres EM de la ligne coaxiale homogène et inhomogène par voie numérique en utilisant la théorie des lignes de transmission monofilaires.

Pour atteindre cet objectif, il fallait connaître la distribution du potentiel scalaire sur la section transverse de la ligne.

Or aux fréquences radioélectriques le problème s'approxime par la résolution de l'équation de Laplace. Cette résolution, nous l'avons faite en utilisant la méthode des éléments finis par le biais de nos programmes réalisés sous l'environnement FreeFEM4, et a permit le calcul des paramètres EM à partir de l'énergie électrique moyenne.

Tableau 2 : Résultats de caractérisation d'une ligne coaxiale inhomogène

Pour r_b/r_a=4.184, r_h/r_a=1.25, ε_{r1}=2.95, ε_{r2}=7.24			
Paramètres EM	**Résultats numériques (MEF)**	**Résultats analytiques (nos expressions)**	**Erreur relative en (%)**
Impédance caractéristiqu e (Ω)	35.35	35.32	0.085
Permittivité effective	5.90	5.91	0.169
Inductance linéique (nH/m)	286.64	286.54	0.034
Capacité linéique (pF/m)	229.3	229.65	0.152

A partir des différentes simulations que nous avons pu mener, nous constatons que l'écart est faible entre nos résultats numériques et ceux ou bien analytiques déjà connus ou bien ceux numériques obtenus sous d'autres environnements tel que CST.

Nous disposons donc d'un outil informatique précieux pour la caractérisation EM de la ligne coaxiale homogène et inhomogène.

Aussi, nous avons pu développer des expressions analytiques rigoureuses pour l'ensemble des paramètres EM de la ligne coaxiale inhomogène.

Dans ce qui suit, nous allons exploiter notre outil numérique ainsi que nos résultats présentés dans la partie précédente pour la conception d'une part de coupleur Branchline TEM et d'autre part de nouveau coupleur Branchline quasi-TEM, tous réalisés à partir de tronçons de lignes coaxiales classiques.

5. COUPLEUR BRANCHLINE TEM ET QUASI-TEM

Les coupleurs dits Branchline sont des coupleurs directionnels, généralement utilisés pour une répartition à 3dB de l'énergie, avec une différence de phase de 90° entre la voie «directe» et la voie «couplée».

Ce genre de coupleur est fréquemment réalisé en technologie Micro-ruban (Fig. 7) ou Tri plaque [7-9], et fait partie des coupleurs dites à «quadrature de phase», comme il peut être réalisé en d'autre technologies, telle que par exemple la technologie MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) [10, 11] et la technologie coaxiale comme c'est le cas dans ce travail.

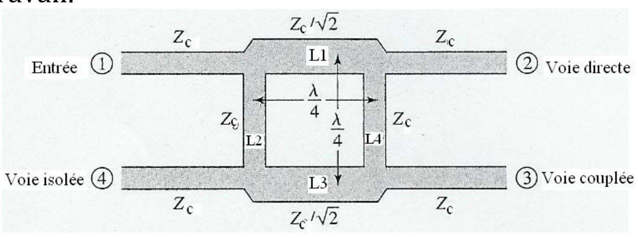


Figure 7 : Schéma d'un coupleur Branchline à lignes microrubans.

D'après le schéma de la figure 7, l'énergie entre par du port 1 et va se trouver divisée entre le port 2 (voie directe) et le port 3 (voie couplée), avec une différence de phase de 90° entre les sorties. Aucune énergie n'est transmise au port 4 (c'est le port isolée).

Sa matrice de répartition en puissance [S] a la forme suivante :

$$[S]=\frac{-1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \tag{21}$$

En pratique, à cause des longueurs d'onde λ/4 nécessaires, la bande passante d'un coupleur Branchline 3dB est limitée à 10-20%. Mais grâce à des tronçons de lignes multi sections par exemple, il est possible d'améliorer la bande passante.

De plus il est possible de répartir de manière non égale l'énergie sur les ports de sortie en jouant sur les impédances caractéristiques des tronçons de ligne.

Un autre point pratique critique auquel il faut prêter attention est l'effet de discontinuité présent à chaque coin du coupleur entre les lignes d'impédance non égales. Ceci peut nécessiter quelques modifications physiques ou géométriques.

5.1 Méthode de conception

La conception des coupleurs Branchline se fait systématiquement pour une longueur d'onde $l=\lambda/4$, à l'aide de tronçons de ligne quart-d'onde comme suit [12] :

- Choix de technologie pour réaliser le coupleur (coaxiale, microruban, MEMS,…) ;
- Choix du substrat diélectrique (ε_r, ε_{r1}, ε_{r2}) ;
- Détermination des dimensions géométriques des tronçons de lignes utilisées au moyen d'expression analytiques ou de graphes selon que l'impédance caractéristique est Z_c=50 Ω ou Z_c=35.35 Ω ;
- Calcul des dimensions longitudinales de chaque tronçon de ligne du coupleur Branchline (longueur l), pour une fréquence de fonctionnement donnée, en utilisant la relation suivante.

$$l = \frac{c}{4f\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (avec\ \ c = 3.10^8\ m/s) \tag{22}$$

5.2 Conception de coupleur Branchline TEM fonctionnant à 450MHz

Pour concevoir un coupleur Branchline TEM fonctionnant à 450 MHz et utilisant des tronçons de câbles coaxiaux homogènes (L_1, L_2, L_3, L_4) de type RG58 (r_a=0.45 mm, ε_r=2.95), nous avons analysé la structure représentée sur la figure 7.

Pour les lignes coaxiales de longueur 97 mm, la largeur de conducteur interne (r_a) a été maintenue constante. Le rayon (r_b) du conducteur extérieur a été varié pour modifier l'impédance caractéristique de la ligne. Toutes les dimensions et les paramètres électromagnétiques, obtenus à partir d'une caractérisation numérique par la MEF ou à partir d'expressions analytiques, pour les tronçons de lignes du coupleur sont donnés dans le tableau I.

Pour ces paramètres géométriques et physiques et en utilisant un modèle numérique adapté [13] les réponses fréquentielles dans la bande [100÷800] MHz du coupleur Branchline TEM que nous avons conçu au moyen des lignes coaxiales homogènes, sont montrées par les graphes de la figure 8.

Les réponses simulées respectivement couplée S_{31} et directe S_{21} sont meilleures que -3.75 dB dans une bande de fréquence s'étalant de 400 à 500 MHz, ce qui limite la bande passante à environ 14.3%. Les pertes de réflexion S_{11} et d'isolation S_{41} sont meilleurs que -14 dB dans cette même bande passante.

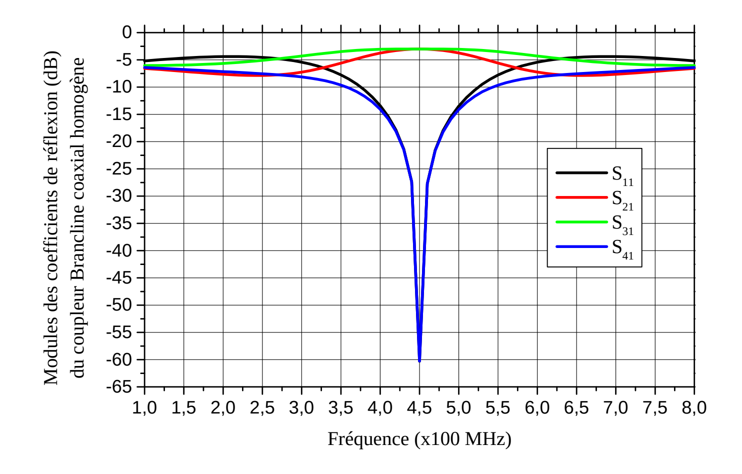


Figure 8 : Réponses fréquentielles du coupleur Branchline TEM sous l'environnement MATPAR.

La même simulation du fonctionnement du coupleur Branchline TEM que nous avons conçu a été faite sous l'environnement CST (Fig. 9). Ses réponses fréquentielles représentées sur la figure 10 sont en bon accord avec ceux obtenues sous l'environnement MATPAR.

Rappelons qu'un point pratique critique auquel il faut résoudre est l'effet de discontinuité présent à chaque coin du coupleur entre les tronçons de lignes d'impédance non égales.

Pour résoudre ce problème de discontinuité géométrique et en se servant de nos expressions analytiques que nous avons développées, nous avons pensé à concevoir un coupleur Branchline quasi-TEM ne présentant pas de discontinuités géométriques mais utilisant deux tronçons de lignes coaxiales inhomogènes (L_1, L_3) d'impédances 35.35 Ω et de rapport (r_b/r_a=4.184) égal à celui des deux autres tronçons de lignes coaxiales homogènes (L_2, L_4) d'impédances 50 Ω. Nos résultats de conception et de simulation se présentent comme suit.

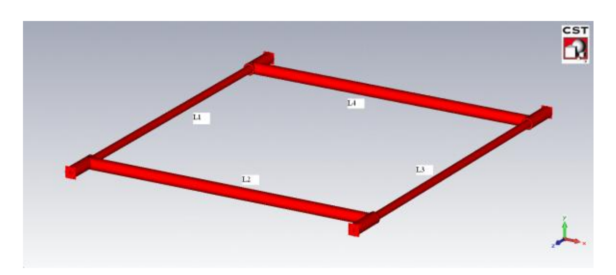


Figure 9 : Schéma en 3D du coupleur Branchline TEM fonctionnant à 450 MHz.

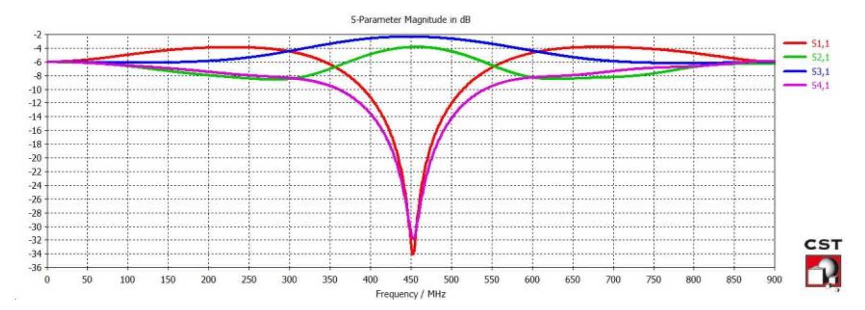


Figure 10 : Réponses fréquentielles du coupleur Branchline TEM sous l'environnement CST.

5.3 Conception de coupleur Branchline quasi-TEM fonctionnant à 450MHz

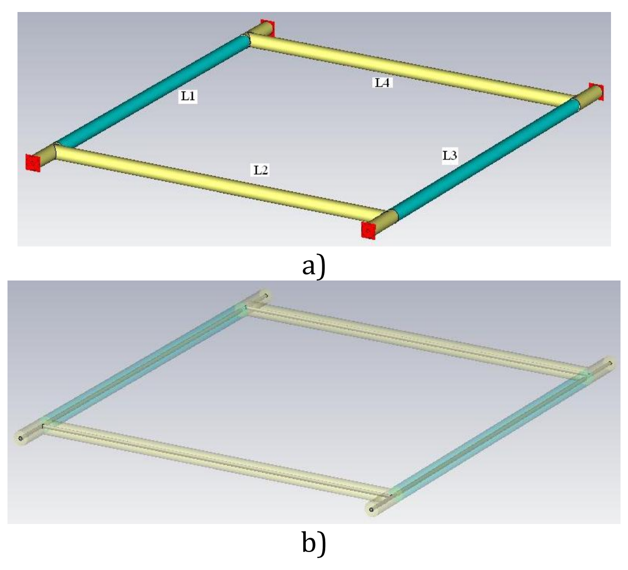
Pour tous les tronçons de lignes coaxiales de notre coupleur quasi-TEM, le rapport r_b/r_a a été maintenu constant.

Les deux tronçons inhomogènes de longueur 68.6 mm sont à substrats diélectriques de permittivités relatives de 2.95 et 7.24 utilisés respectivement dans la réalisation du RG58 et du RG213.

Dans le but de concevoir des tronçons de lignes coaxiales inhomogènes d'impédances 35.35 Ω et ayant un rapport r_b/r_a égal à 4.184, il nous a fallu prendre un rapport r_h/r_a égal à 1.25 en utilisant la relation (18).

Une représentation en 3D de notre nouveau type de coupleur Branchline quasi-TEM ne présentant aucune discontinuité géométrique et utilisant des tronçons de lignes coaxiales est montrée sur la figure 11.

Toutes les dimensions et tous les paramètres électromagnétiques, obtenus à partir de nos expressions analytiques développées et à partir de nos caractérisations EM par la MEF, pour les tronçons de lignes du coupleur quasi-TEM sont donnés dans le tableau II.



a)

b)

Figure 11 : Schéma en 3D du nouveau type de coupleur Branchline quasi-TEM fonctionnant à 450 MHz, en a) dessin global et en b) dessin détaillé.

Pour ces paramètres géométriques et physiques les réponses fréquentielles obtenues sous l'environnement MATPAR dans la bande [100÷800] MHz du nouveau type de coupleur Branchline quasi-TEM que nous avons conçu, sont montrées par les graphes de la figure 12.

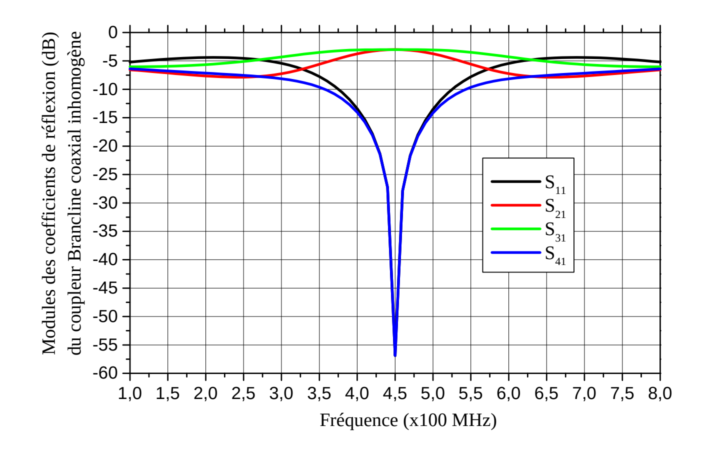


Figure 12 : Réponses fréquentielles de notre coupleur Branchline quasi-TEM, obtenues sous l'environnement MATPAR.

Pour notre nouveau type de coupleur Branchline quasi-TEM, les réponses couplée S_{31} et directe S_{21} sont meilleures que -3.73 dB dans une bande de fréquence s'étalant de 400 à 500 MHz, ce qui limite la bande passante à environ 14.3%. Les pertes de réflexion S_{11} et d'isolation S_{41} sont meilleurs que -14.14 dB dans cette même bande passante.

La différence de phase, en fonction de la fréquence, entre les deux voies de sortie (directe et couplée) de notre nouveau type de coupleur quasi-TEM est également représentée sur la figure 13. Sur cette figure nous remarquons clairement que dans la bande de fréquence [400÷500] MHz la différence de phase entre les deux voies de sortie est de 90° et qui est la valeur recherchée durant notre conception [14].

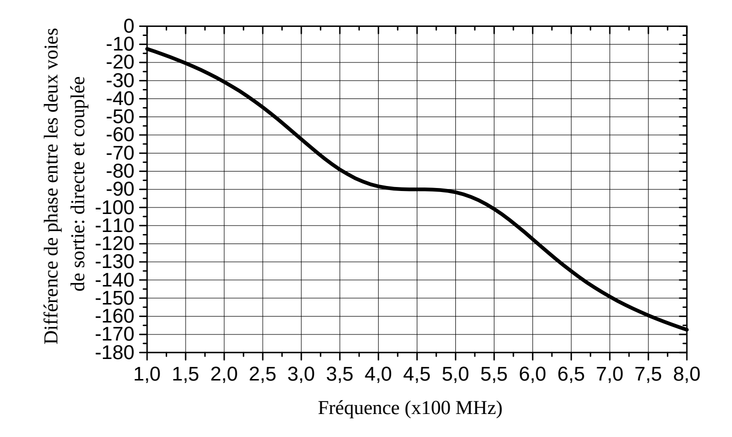


Figure 13 : Différence de phase en fonction de la fréquence entre les deux voies de sortie (directe et couplée) de notre coupleur Branchline quasi-TEM, obtenue sous l'environnement MATPAR.

6. CONCLUSION

Dans cet article, nous avons conçu un nouveau type de coupleur Branchline ne présentant pas de discontinuités géométriques.

Notre coupleur, réalisé à base de tronçons de lignes coaxiales classiques TEM et quasi-TEM, trouve son application dans le domaine des télécommunications hautes puissances et de mesure radiofréquence.

Pour atteindre cet objectif, il fallait déterminer les paramètres EM de la ligne coaxiale homogène et inhomogène par voie numérique (MEF) à partir de l'énergie électrique moyenne en résolvant l'équation de Laplace. Ce qui nous a permit de développer des expressions analytiques rigoureuses pour l'ensemble des paramètres EM de la ligne coaxiale inhomogène.

Nos résultats de conceptions ont été validés par nos simulation des réponses fréquentielles des deux types de coupleur TEM et quasi-TEM obtenues sous les environnements MATPAR et CST.

REFERENCES

[1] N. Benabdallah, N. Benahmed, S. Seghier and R. Bouhmidi, "Sliced coaxial cables form compact couplers," Microwaves and RF, vol. 46, no. 7, pp. 90-94, July 2007.
[2] R. E. Collin, Foundations for Microwave Engineering, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1992.
[3] K. Aliane, N. Benabdallah, N. Benahmed, R. Bouhmidi and F.T. Bendimerad, "Analysis and design of a quasi-TEM slotted tube resonator for UHF-MRI," International Journal of Modern Engineering Research (IJMER), vol.2, Issue.2, pp. 233-238, Mar-Apr 2012.
[4] N. Benabdallah, N. Benahmed, B. Benyoucef, R. Bouhmidi and M' Khelif, "EM analysis of the slotted-tube resonator with circular cross section for MRI applications," Journal of Physics in Medicine and Biology, vol. 52, pp. 4943–4952, August 2007.
[5] FreeFEM4 : manuel d'utilisation. http://www.freefem.org
[6] CST-Computer Simulation Technology, 2010. http://www.cst.com
[7] T. Hasegawa, S. Banba, H. Ogawa, "A branchline hybrid, using valley microstrip lines," Microwave and Guided Wave Letters, IEEE, vol. 2, issue. 2, pp. 76-78, Feb. 1992.
[8] K. O. Sun, S. J. Ho, C. C. Yen and D. Weide, "A Compact branch-line coupler using discontinuous microstrip lines," IEEE Microwave and wireless components letters, vol. 15, no. 8, pp. 519-520, August 2005.
[9] K. Hettak, G. A. Morin, M. G. Stubbs, "Compact MMIC CPW and asymmetric CPS branch-line couplers and Wilkinson dividers using shunt and series stub loading," Microwave theory and techniques, IEEE transactions, vol. 53, issue 5, pp. 1624-1635, May 2005.
[10] J. Reid, R. Webster, "A 60 GHz branch line coupler fabricated using integrated rectangular coaxial lines," In: MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 441-444, 2004.
[11] R.T. Chen, E. R. Brown, R. S. Singh, "A Compact 30 GHZ low loss balanced hybrid coupler fabricated using micromachined integrated coax," Radio and Wireless Conference, pp. 227-230, IEEE 2004.

[12] S. Seghier, N. Benabdallah, N. Benahmed, N. Benmostefa, R. Bouhmidi, “Accurate closed-form formulas for the electromagnetic parameters of squared coaxial lines,” International Journal of Electronics and Communications, (AEÜ), vol. 62, no 5, pp. 395-400, 2008.

[13] A.R. Djordjevic, M. Bazdar, G. Vitosevic,T. sarkar and R.F. harrington, Scattering parameters of microwave networks with multiconductor transmission lines, Artech Housse, 1990.

[14] M. N. Do, Co-conception et caractérisation de circuits actifs et passifs tri-dimensionnels en bande K pour l’intégration de microsystèmes sur silicium aux fréquences millimétriques, Thèse de Doctorat de l’Université Paul Sabatier de Toulouse, France 2007.